

## ⑫ 特 許 公 報 (B 2)

昭63-31981

⑬ Int. Cl.

H 04 J 11/00

識別記号

庁内整理番号

B-8226-5K

⑭ 公告 昭和63年(1988)6月28日

発明の数 1 (全8頁)

⑮ 発明の名称 交差偏波補償前置回路

⑯ 特 願 昭54-76542

⑰ 公 開 昭56-1640

⑱ 出 願 昭54(1979)6月18日

⑲ 昭56(1981)1月9日

⑳ 発 明 者 並 木 淳 治 東京都港区芝五丁目33番1号 日本電気株式会社内

㉑ 出 願 人 日本電気株式会社 東京都港区芝5丁目33番1号

㉒ 代 理 人 弁理士 内 原 晋

審 査 官 大 川 譲

I

2

## ㉓ 特許請求の範囲

1 第1および第2のデジタル系列を相直交する第1及び第2の偏波でそれぞれ周波数が異なる搬送波に乗せるデジタル無線伝送において、

(イ) 前記第1の偏波による入力信号が供給される第1の同期検波器、

(ロ) 前記第2の偏波による入力信号が供給される第2の同期検波器、

㉔ 前記第1、第2の同期検波器の両参照搬送波のビートを検出する手段と、この出力に前記第2の同期検波器の出力を乗じて第1の擬似干渉信号を得る手段と、前記ビートを検出する手段の出力信号の複素共役信号に前記第1の同期検波器出力を乗じて第2の擬似干渉信号を得る手段とから構成され、前記第1の同期検波器出力に含まれる偏波干渉信号を除去するための参照信号として前記第1の擬似干渉信号を、前記第2の同期検波器出力に含まれる偏波干渉信号を除去するための参照信号として前記第2の擬似干渉信号を出力する干渉成分再生器、より構成される交差偏波補償前置回路。

## 発明の詳細な説明

この発明は、無線伝送の直交偏波共用にともない生じる交差偏波干渉補償技術に関し、特に交差偏波補償回路に関する。

マイクロ波帯域の無線通信は地上通信並びに衛星通信を中心に急速に発展している。無線通信の需要は今後移動通信サービスの拡大等の理由でさらに増大していくことが予想され、準ミリ波以上

の周波数帯開拓と共に実用的価値の高い現用の周波数帯のいわゆる周波数再利用の考えが高まっている。すでにCCIR(国際無線通信諮問委員会)の4~6GHzのFM無線周波数配置に関する勧告には直交偏波を使用することが明記されている。また、衛星通信においても、INTELSAT(国際電気通信衛星機構)はV系号衛星で単一偏波で用いられてきた4~6GHz帯での直交偏波共用技術を実用化する模様である。

これら直交偏波共用化の達成には、アンテナや給電装置などの偏波特性の改善と共に降雨などによる電波伝搬上の偏波特性の劣化を補償する交差偏波補償回路の開発も重要な課題となつている。

本来自由空間は直交する2偏波に対して独立で、両偏波を同時に伝送できる伝送線路であるが、実際の伝搬路には降雨などの媒質の異方性が存在し、直交偏波共用方式を採用すると、交差偏波の発生による偏波間の結合が異偏波チャンネル干渉を起すことになる。

交差偏波補償技術は、かかる偏波間の結合をアンテナ給電装置や無線機器内に補償回路を設けて自動的に補償を行なうものである。

従来、マイクロ波帯通信はFMを中心とするアナログ伝送が中心であつたことから、前述の交差偏波補償方式もアンテナ給電装置周辺に可変移相器と減衰器とを設け直交度復元を行う方式や中間周波帯に干渉波補償回路を設け異偏波間の干渉を消去する方式等がよく研究され実用化されてきている。

近年、マイクロ波帯においても、デジタル伝送が使用されるようになり、交差偏波補償方式についてもデジタル伝送の特徴を生かしたより効率の良い方式の提案が要請されている。

今、受信を希望する第1の偏波と干渉になる第2の偏波の両搬送波周波数が異なっていると、第1の偏波より得られた復調ベース・バンド信号の第2の偏波からの干渉成分を、第2の偏波より得られた復調ベース・バンド信号を基に消去しようとする、先の両搬送波周波数差による位相回転を考慮する必要がある。

本発明の目的はデジタル伝送における交差偏波補償方式を復調ベース・バンド信号情報をもとにベース・バンド帯で行う場合、先の位相回転を交差偏波補償に先立って吸収する交差偏波補償前置回路を提供することにある。

現在、衛星用アンテナのビーム幅は地上マイクロ波線のそれに比較してかなり広いこと、また、グローバル・ビーム用のアンテナでは実効送信電力を高めるため非対称ビームを用いていること、また、宇宙空間におけるフアラデー・ローテーション等により、高い直交偏波識別度が期待できない。

この発明によれば搬送周波数が異なる2局の直交偏波共用が可能になり、衛星通信に於ける周波数再利用の点で重要な技術を提供することになる。

この発明の回路は第1および第2のデジタル系列を相直交する第1および第2の偏波でそれぞれ周波数が異なる搬送波に乗せるデジタル無線伝送において、受信を希望する前記第1の偏波に対する第1の同期検波器と；偏波干渉を起す前記第2の偏波に対する第2の同期検波器と；前記第1と第2の同期検波器の両参照搬送波のビートを検出し、前記第2の同期検波器出力に前記ビートを乗じ前記第1の同期検波出力に含まれる偏波干渉成分に類似した信号を出力する干渉成分再生器とを含む；

前記第1の同期検波器出力に含まれる偏波干渉成分を消去する為の参照信号を前記干渉成分再生器から得ることを特徴とする交差偏波補償前置回路である。

次に本発明について図面を参照して詳細に説明する。

まず交差偏波補償のベース・バンド補償が従来どの様に行なわれてきたかを詳しく説明する。

従来、受信を希望する第1の偏波から得られたベース・バンド信号に含まれる第2の偏波からの直交偏波干渉成分の除去は、第1及び第2の偏波より得られた両復調ベース・バンド信号を入力とする自動等化器により行なわれていた。そこで、まず自動等化器による交差偏波補償に付いて説明する。

第1図はデジタル伝送用の従来の線形自動等化器のブロック図を示す図である。端子100には帯域制限されたランダムパルス…… $a_{k-1}$ 、 $a_k$ 、 $a_{k+1}$ ……がT秒間隔で次々に加えられる。

図中、参照数字1、2、3および4はT秒の遅延回路、参照数字5、6、7、8および9は可変減衰器、参照数字10は加算器、参照数字11はサンプラーであり、また、参照数字12は信号識別回路であり、101は出力端子を示すものである。パルス $a_k$ を送信したときの受信信号 $A_k$ から推定値 $\hat{A}_k$ を得るものであり、伝送誤りが発生しなければ $a_k = \hat{A}_k$ と推定される。

第1図の本等化器の機能は図より明らかなように、前後の2送信符号からの符号間干渉

$\sum_{i=-\infty}^{\infty} -a_i \cdot k + i \dots$ を可変減衰器5、6、8および9で消去することである。可変減衰器5、6、7、8および9の減衰量 $a_i$ を自動的かつ理想的に変化させるアルゴリズムはいろいろあり、例えば、1965年4月発行のBSTJ(Bell Sytem Technal Jounal) vol.44、pp547-588記載の“Automatic equalization for digital communication”に示されているzeroforcing法、1967年11月発行のBSTJ vol.46 pp2179-2208記載の(“An automatic equalizer for general-purpose communication channel”で示されている自乗平均等化法が一般的に知られている。また、多少構成が異なるが、1970年5月発行のIEEE TRANSACTIONS ON INFORMATION THEORY、vol. IT-16、pp270-276記載の“Analysis of a Decision Directed Receiver with Unknown Prior”で示されている非線形自動等化法などもある。

また、第1図の入力端子に与えられる信号が4相位相変調または16値直交振幅変調された複素信号である場合には、1975年6月発行のIEEE

TRANSACTIONS ON COMMUNICATIONS, Vol.COM-23, pp684-687記載の“Two Extensional Applications of the Zero Forcing Equalization Method”に示された自動等化法がある。

上記各自動等化法による実際の等化器の構成は、可変減衰器の減衰量（タップゲイン）を推定する回路が異なるだけであり、非線形自動等化器の外は第1図のような構成になっている。

第2図は従来の非線形自動等化器のブロック図を示し、参照数字1', 2', 3'および4'は第1図の構成要素1, 2, 3および4に対応し、参照数字5', 6', 7', 8'および9'は第1図の構成要素5, 6, 7, 8および9に対応し、参照数字10'は第1図の構成要素10に対応し、参照数字11'は第1図の構成要素11に対応し、参照数字12'は第1図の構成要素12に対応し、参照数字13および14は加算器である。

第2図の構成が第1図と異なる点は、先行符号からの干渉を先行符号 $\cdots Ak+2, Ak+1 \cdots$ の識別結果 $\cdots \hat{A}k+2, \hat{A}k+1 \cdots$ を基に消去する点にあり、原理的には第1図の構成の動作と同じである。そこで、以後無線デジタル伝送用自動等化器の構成としては、第1図のものを考える。ただし、このとき可変減衰器は複素信号を扱うものとする。

第3図は衛星通信における直交偏波間の結合の様子を示す図である。参照数字30を送信側地上局、参照数字31を受信側地上局、参照数字32を通信衛星として、水平偏波300および垂直偏波301を送信すると、垂直偏波から水平偏波への交差偏波干渉は、アップ・リンク（衛星向送信で発生する干渉302、ダウン・リンク（地上局向送信）で発生する干渉303と水平偏波自身の自己干渉304とが主なものである。今、両偏波とも同一の搬送周波数を持つているとすれば、これら全ての干渉は、同期検波して得られたベース・バンド信号においては各干渉の和となつて得られる。このため、正確に干渉成分が分れば、これらを検波したベース・バンド信号から減ずることにより、干渉成分が消去できることが分る。

ここで、両偏波の搬送波周波数が同一の場合と $\Delta f$ だけ異なる場合とについて以下に補償の動作を説明する。

まず、両偏波とも同一送信局が使用する場合（ $\Delta f = 0$ ）について動作を以下に述べる。

自己干渉304は通常の多重伝播路回線上の歪みと考えられるので、第1図に示した通常の自動等化器でその影響は除去される。

次に、干渉302および303についても、垂直偏波側で送信された送信符号が分れば、この符号をもとに垂直偏波からの干渉は完全に除去することができる。

第4図は交差偏波補償用のフィルターのブロック図を示す図である。

図中、ブロック4010がフィルター部であり、参照数字40, 41, 42, 43, 45, 46および47は第1図の各遅延回路に参照数字48, 49, 50, 51, 52, 53, 54, 55, 56および57は第1図の各可変減衰器と同一のものであり、参照数字58は第1図の加算器10と同一のものであり、参照数字59は第1図のサンプラー11と同一のものであり、参照数字60は第1図の信号識別器12と同一のものである。

まず、入力端子400には水平偏波により送られてきた復調ベース・バンド信号 $\cdots Ak-1, Ak, Ak+1 \cdots$ が加えられ、入力端子401には垂直偏波により送られてきた復調ベース・バンド信号 $\cdots Bk-1, Bk, Bk+1 \cdots$ が加えられる。

この回路において垂直偏波から水平偏波への干渉が除去され、元の水平偏波成分だけが抽出される。

減衰器48, 49, 50, 51および52からの出力により水平偏波成分自身の波形歪みと第3図に示した自己干渉304の和 $\sum_{i=-2}^2 -\alpha - i \cdot ak + i$ を除去することができる。

次に、減衰器53, 54, 55, 56および57からの出力により第3図の交差偏波干渉302および303の和 $\sum_{i=-2}^2 -\beta i \cdot bk + i$ を除去することができる。従つて、出力端子402には全ての干渉が除去された水平偏波成分 $Ck = \sum_{i=-2}^2 \alpha i \cdot Ak + i + \sum_{i=-2}^2 \beta i \cdot Bk + 1 \approx ak$ のみが出力される。

ここで、減衰器48, 49, 50, 51, 52, 53, 54, 55, 56および57の減衰量 $\alpha i, \beta i$ にする制御アルゴリズムは第1図の自動等化器のその拡張として考えることができる。

詳しく述べると、水平偏波と垂直偏波とは全く無相関なデータが乗せられており、各データ系列は時系列的に無相関である。従つて、各減衰器の減衰量（タップ・ゲイン）を、前記減衰器の出力が受信符号とその推定値との差とが直交するように選ぶと、前記差を最小できるという直交原理を利用することができる。これは前述した自乗平均等化法の拡張である。

第5図は第4図の可変減衰器49に対する減衰量の制御回路500を示したものである。図中、参照数字41, 45, 49, 58, 59および60は第4図の対応する参照数字の構成要素と同じものである。加算器63は受信符号 $A_k$ とその推定値 $\hat{A}_k$ との差 $(A_k - \hat{A}_k)$ を検出するために用いられるものである。また、掛算器61と積分器62とは一つあとの電気符号 $A_{k-1}$ と、先の $(A_k - \hat{A}_k)$ との直交性を検出するために使用され、相関の正負によつて可変減衰器の減衰量 $\alpha - 1$ を増減するように動作する。

他の可変減衰器の減衰量制御もこれと同一の方法で行うことができ、回線が安定しており、かつ回線切り換えなどがなければ、減衰量制御回路500は不要になる。この場合、各減衰器の減衰量を適当にプリセットしてやればよい。

次に偏波1および2の搬送周波数が $\Delta f$  Hzだけ異なる場合について考える。偏波1を同期検波して得られたベース・バンド信号 $b_1(t)$ は、 $\{h(t) + \xi_1 \cdot h(t + \Delta t_1)\} + \{\xi_2 \cdot g(t + \Delta t_2) + \xi_3 \cdot g(t + \Delta t_3)\} e^{-j2\pi\Delta t}$  ( $\xi_1, \xi_2, \xi_3$ は係数)なる形に書ける。ここで第一項は求める系列1と自己干渉304との和、第二項は交差偏波干渉202, 203の和である。

偏波2をそれ自身の搬送波で同期検波すると、 $g(t)$ が得られるが、これをもとに $b_1(t)$ 第2項を消去しようとする、 $e^{-j2\pi\Delta t}$ の項の補正をする必要がある。この補正を行なわない方法としては偏波2を偏波1の搬送波で同期検波をするのがよい。同検波で得られるベース・バンド信号 $b_2(t)$ は $g(t) e^{-j2\pi\Delta t}$ なる形をしている。このため、 $b_1(t)$ の第2項を消去するのに都合のよい形で $b_2(t)$ が得られることになる。

第6図は先の $e^{-j2\pi\Delta t}$ にもとづく位相回転を交差偏波補償前で吸収する交差偏波補償回路の従来例を示すブロック図である。

図中、参照数字70は受信アンテナ、参照数字71は直交偏波分離器、参照数字72および73は同期検波器、参照数字77は同期検波器72に同期用搬送波を供給する搬送波抽出器、参照数字4000は第4図に示したフィルターである。

受信アンテナ70には2相PSKに（位相変調）信号が入力されるものとする。搬送波抽出器77は、自乗回路74、狭帯域帯域濾波器75および2分周器76から構成されている。

今、同期検波器72に希望する偏波1が入力され、同期検波器73に偏波干渉を引き起こす偏波2が入力されるものとする。フィルター4000の入力端子400には、前述したように $b_1(t)$ が与えられ同期検波器72, 73には共通に搬送波抽出器77の出力が加えられているので、 $b_2(t)$ が供給される。これによりフィルター出力端子402からは全ての干渉が取り除かれた $h(t)$ のみが出力されてくる。

しかし、この従来例はいくつかの欠点を持つ。まず、干渉波成分を除去する為だけに専用の同期検波器73を必要とする点である。一般に同期検波器には波形形成フィルターが含まれて理想的に動作することから、これらの要素も必要になる。次には同期検波器73の出力が第2の偏波を第1の偏波の搬送波で同期検波したものなので外に全く利用することができないものである点である。

すなわちこの従来例によつて両側の偏波に対し、偏波干渉補償をする為には水平偏波、垂直偏波の各々について第8図に示した回路が必要となるので、計4個の同期検波回路が必要となる。これは極めて不経済である。この不経済性を改善したのが本発明である。

第7図が本発明の交差偏波補償前置回路の一実施例を示すブロック図である。

図中端子800, 801には第1の偏波および第2の偏波による受信信号が各々加えられている。80は第1の偏波に対する第1の同期検波器で掛算器720、参照搬送波発振器722、波形形成フィルター（低域濾波器）721から成っている。81は第2の偏波に対する第2の同期検波器で同じく掛算器730、参照搬送波発振器732波形形成フィルター731から成っている。

82は干渉成分再生器である。この干渉成分再生器は前記した $g(t) \cdot e^{-j2\pi\Delta t}$ で得るものであ

る。まず掛算器 770 と低域通過フィルター 771 とにより第 1 の偏波と第 2 の偏波との搬送波周波数ビートを得、このビート  $e^{-j2\pi\Delta t}$  と第 2 の同期検波出力  $g(t) + fh(t + \Delta t)$  ……を  $\approx 0$  とをダブル・バランスドミキサー 772 に加え、 $g(t) \cdot e^{-j2\pi\Delta t}$  を端子 401 に得るものである。

よつて端子 400 に得られているベース・バンド信号  $b_1(t)$  の第 2 項は先に示した様に端子 401 の信号によつて消去することができる。

ダブル・バランスド・ミキサー 773 と信号極性反転器 774 は同じく第 1 の偏波の第 2 の偏波に対する干渉成分を再生する為のもので信号極性反転器 774 はビートの位相回りを逆にする為に複素共役信号を出力する。

ここでブロック 4000、4000' は第 4 図のブロック 4000 と同一のもので、偏波干渉補償用のフィルターである。

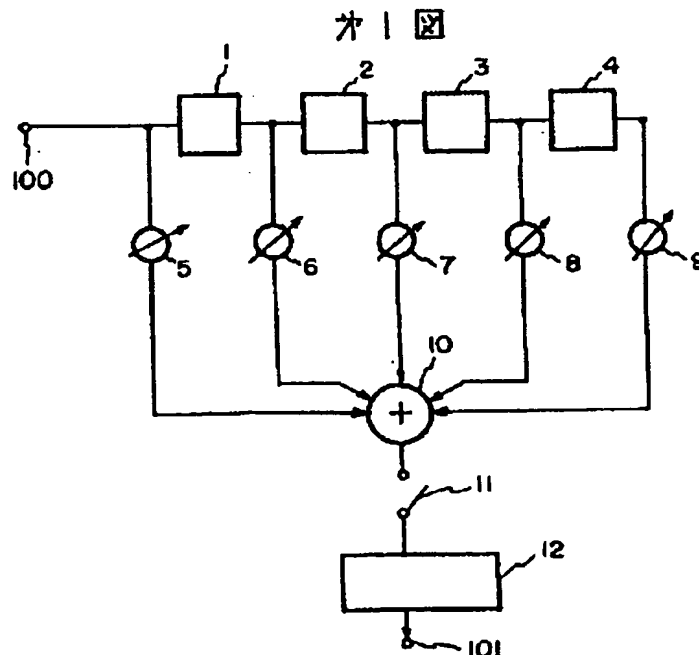
以上、第 7 図に示した実施例に於いては同期検波回路は必要最少限の 2 つしか用いていない構成をとっている。しかるに第 6 図を用いて説明した従来技術では同期検波回路が 4 個必要であった。このように本発明は第 6 図に示した従来技術よりも、より経済的なシステムを提供することができる。

本発明により同一周波数を別の局が直交偏波を利用して使用する無線システムに於いて、その直交偏波干渉をベース・バンドで補償する場合に問題になる両送信局間の搬送周波数差による直交偏波干渉成分の位相回りを、直交偏波干渉補償前で吸収することができ、これにより直交偏波により同一周波数を共用している 2 つの無線送信局間の搬送波周波数の相異が直交偏波干渉補償にほとんど影響を与えなくなり、システム設計上きわめて有効な技術である。

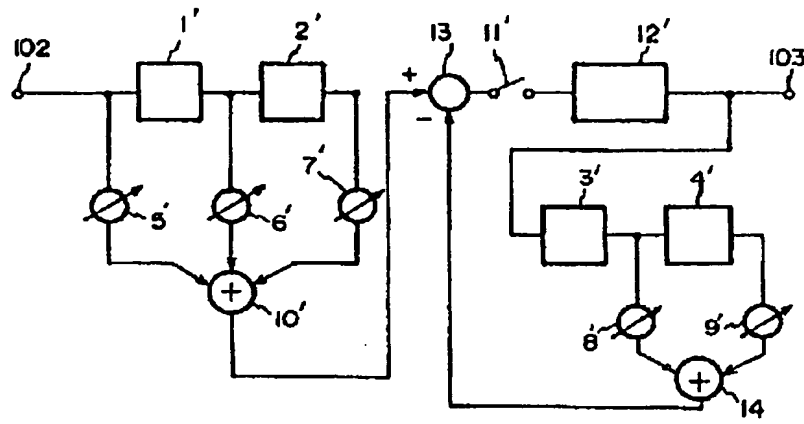
#### 図面の簡単な説明

第 1 図および第 2 図は従来の自動等化器のブロック図を示す図、第 3 図は衛星通信における交差偏波干渉を説明するための図、第 4 図は本発明の一構成要素のフィルターのブロック図を示す図、第 5 図は第 4 図に示したフィルターの可変減衰器の減衰量制御回路の一例を示す図、第 6 図は交差偏波補償前置回路の従来例を示すブロック図、第 7 図は本発明の交差偏波補償前置回路の一実施例を示すブロック図である。

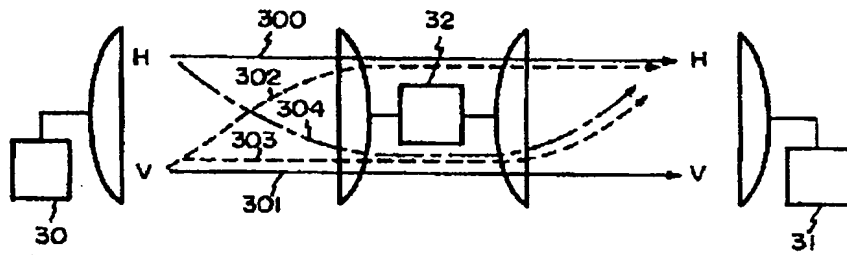
図中 80 は第 1 の同期検波回路、81 は第 2 の同期検波回路、82 は干渉成分再生器を各々示す。



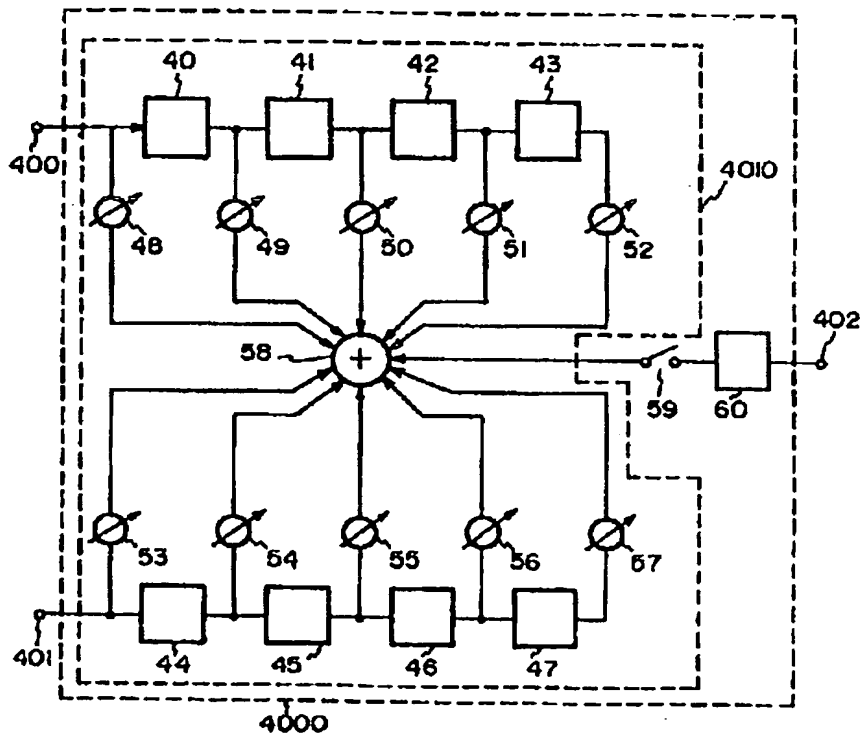
才 2 図



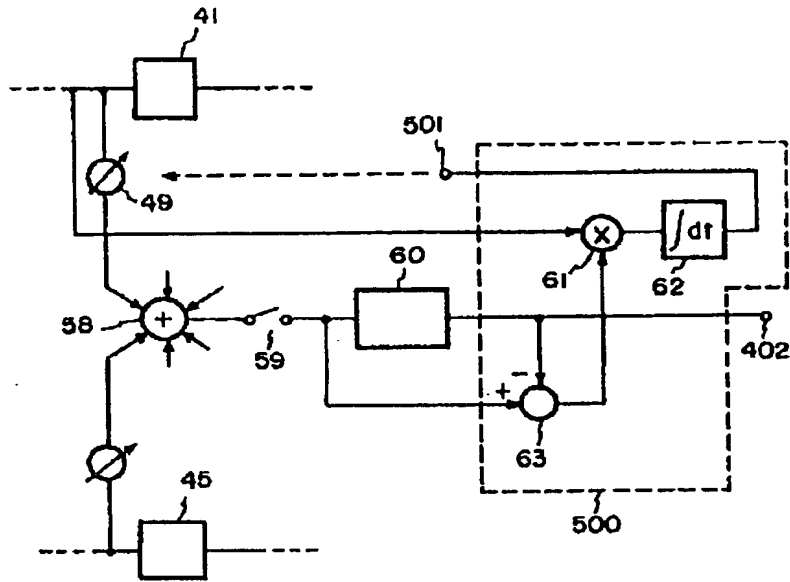
才 3 図



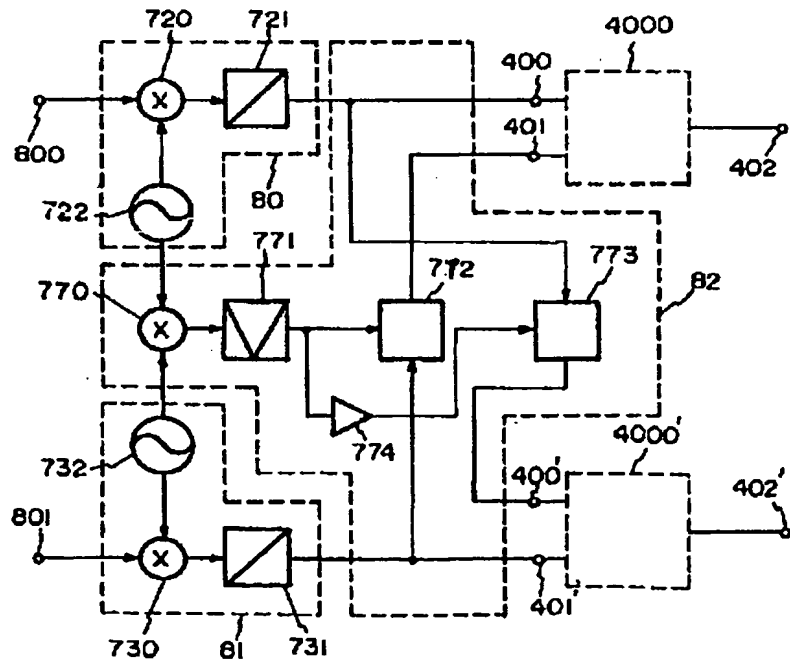
才 4 図



才 5 図



才 7 図



才 6 図

